

Progettazione Automatica di Circuiti Elettronici

***Docenti: Prof. Ing. Daniela De Venuto***

***Prof. Ing. Giovanni Mezzina***

Relazioni di laboratorio A.A. 2020/2021

Studente: Francesco Caterina (Matricola 564974)

Esercitazione 4

## **Riferimenti di tensione**

### Contents

1	Introduzione ai riferimenti di tensione .....	2
2	Bootstrap reference .....	3
2.1	Simulazione con PSPICE del bootstrap reference e calcolo sensitivity .....	5
2.2	Bootstrap reference con specchio self-biased cascode .....	8
3	Bandgap voltage reference .....	11

## 1 Introduzione ai riferimenti di tensione

I riferimenti di tensione sono blocchi circuitali utilizzati nell'ambito dei circuiti integrati per generare delle tensioni idealmente costanti, che non varino al variare della tensione di alimentazione e della temperatura.

Nella versione "base" essi possono esser realizzati con BJT o MOS connessi a diodo, oppure con una semplice resistenza ed un diodo Zener (quest'ultima soluzione più adatta quando utilizziamo componenti discreti). Tuttavia queste soluzioni presentano un problema: possono fornire una tensione abbastanza stabile rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione per esempio, ma non al variare della temperatura, o viceversa. Per ovviare a tali problemi sono stati realizzati circuiti più complessi quali il bootstrap reference ed il bandgap reference, che vedremo in questa esperienza di laboratorio.

Per caratterizzare la bontà del riferimento di tensione rispetto alla variazione di una certa grandezza, che sia la tensione di alimentazione o la temperatura, si introducono due parametri: la sensitivity rispetto alla tensione di alimentazione e la sensitivity rispetto alla temperatura:

$$S_{V_{dd}}^{V_{ref}} = \frac{\delta V_{ref}/V_{ref}}{\delta V_{dd}/V_{dd}} = \frac{V_{dd}}{V_{ref}} \frac{\delta V_{ref}}{\delta V_{dd}}$$
$$S_T^{V_{ref}} = \frac{\delta V_{ref}/V_{ref}}{\delta T/T} = \frac{T}{V_{ref}} \frac{\delta V_{ref}}{\delta T}$$

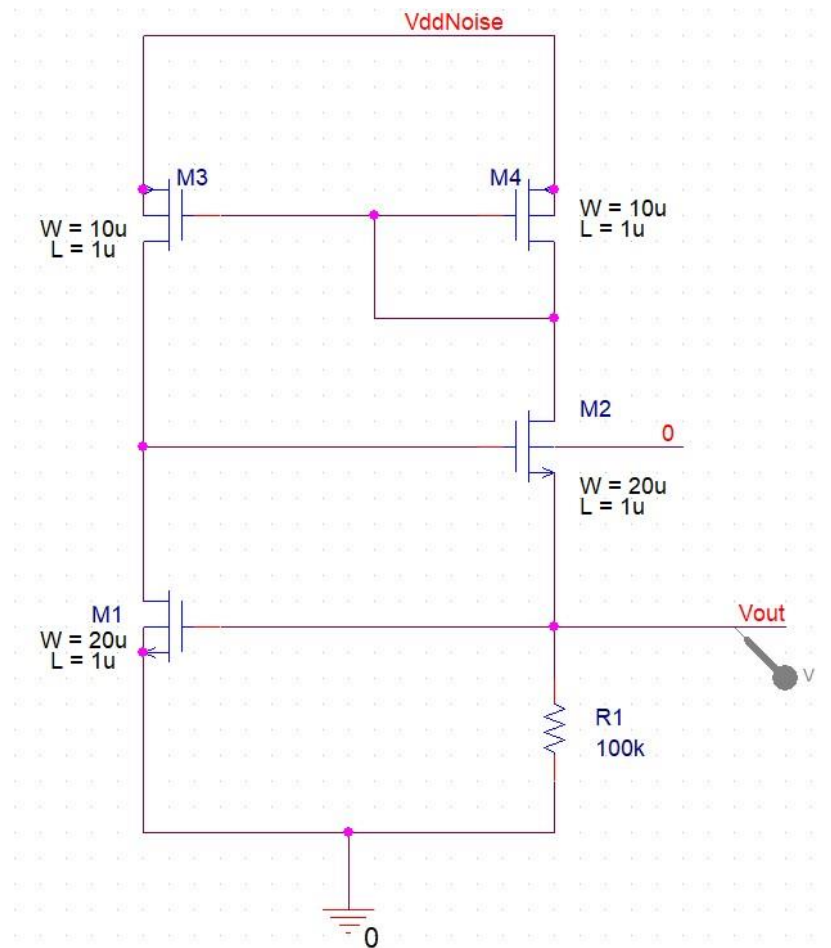
Cioè la sensitivity è data dalle variazioni relative della tensione di uscita (la tensione di riferimento che stiamo generando) fratto le variazioni relative della grandezza rispetto a cui vogliamo caratterizzare la bontà del circuito (tensione di alimentazione V<sub>dd</sub> o temperatura T).

Per avere un'ottima stabilità della tensione di riferimento generata, entrambe le sensitivity devono avere valore molto minore di 1. Più piccola è la sensitivity in valore assoluto, migliore è il riferimento di tensione generato.

Obiettivo dell'esperienza è misurare la sensitivity rispetto alla tensione di alimentazione per il riferimento di tensione a bootstrap; vedere come è possibile migliorarne notevolmente la sensitivity; infine valutare le prestazioni rispetto alle variazioni di temperatura di un riferimento di tensione a bandgap.

## 2 Bootstrap reference

Il bootstrap reference nella sua versione più elementare è implementabile tramite il seguente circuito:



Sui drain di M3 ed M4 (che costituiscono uno specchio semplice PMOS) viene applicata la tensione di alimentazione, mentre la tensione di uscita la preleviamo ai capi del resistore R1.

Essendo M3 ed M4 uno specchio di corrente (che per il momento consideriamo ideale), le due correnti  $I_{D1}$  ed  $I_{D2}$  circolanti rispettivamente nel ramo di uscita dello specchio (M3) e nel ramo di riferimento (M4) saranno uguali (trascurando l'effetto di modulazione della lunghezza di canale):

$$I_{D1} = I_{D2}$$

Ora nella maglia M1, R1 per la KVL dobbiamo avere:

$$V_{GS1} = R_1 I_{D2} \quad \rightarrow \quad I_{D2} = \frac{V_{GS1}}{R_1}$$

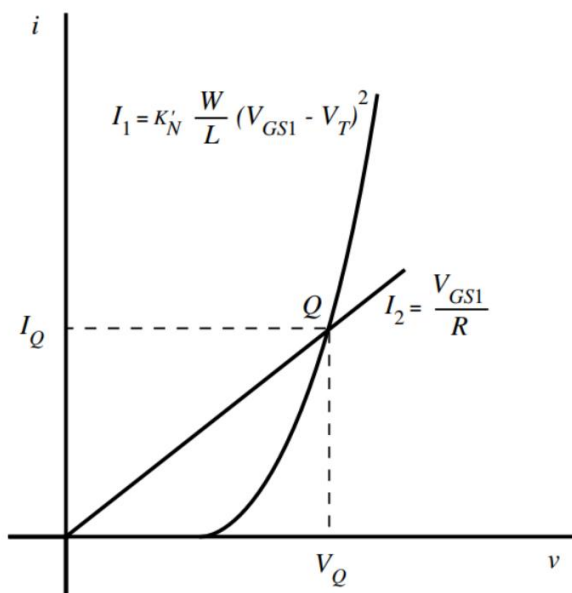
La  $I_{D1}$  invece è data dalla solita legge del MOS in saturazione:

$$I_{D1} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{TN})^2$$

Dovendo essere  $I_{D1} = I_{D2}$  (a causa dello specchio M3 M4) avremo:

$$\frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{TN})^2 = \frac{V_{GS1}}{R_1}$$

che è un'equazione di secondo grado in  $V_{GS1}$  che può esser vista come intersezione tra la parabola di equazione  $I(V_{GS1}) = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{TN})^2$  e la retta di equazione  $I(V_{GS1}) = \frac{V_{GS1}}{R_1}$  come riportato nel seguente grafico:



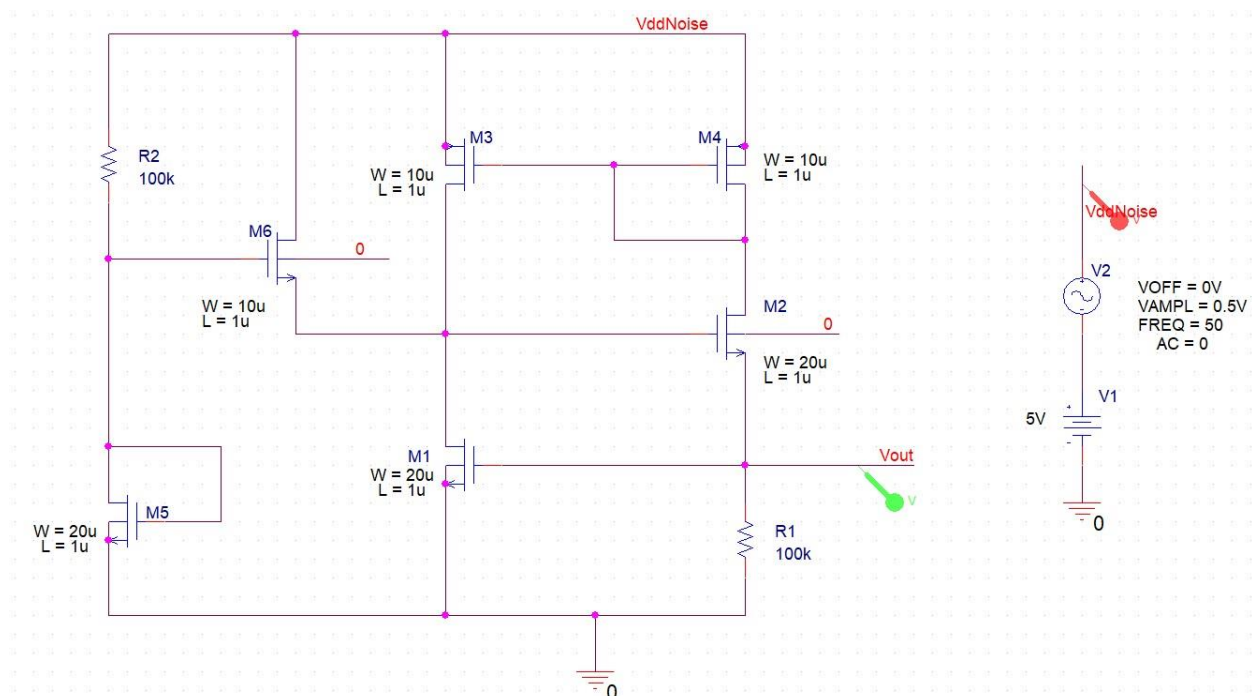
La  $V_{GS1}$  (asse delle ascisse) sarà la tensione sulla resistenza  $R_1$  e dunque la nostra tensione di riferimento che stiamo generando e prelevando in uscita.

Come si può vedere dal grafico abbiamo solo due punti che soddisfano l'equazione  $I_{D1} = I_{D2}$ ; se consideriamo  $V_{TN} = 0$  in prima approssimazione il primo punto è in  $(0, 0)$ , cioè non abbiamo alcuna tensione in uscita; quindi il primo punto di lavoro è assolutamente da evitare, in quanto non stiamo generando alcuna tensione.

Invece il secondo punto di lavoro Q ci dà una certa tensione  $V_{GS1}^Q$  ed una certa corrente  $I_{D1}^Q = I_{D2}^Q$  dunque è in questo punto che vogliamo far lavorare il circuito.

Tuttavia non è detto che il circuito si ponga in tale punto di lavoro, all'accensione; potrebbe trovarsi nell'uno o nell'altro. Inoltre anche se si partisse dal punto di lavoro Q all'accensione, se la corrente  $I_{D1}$  dovesse scendere anche di poco per qualche motivo, il punto di lavoro si porterebbe immediatamente in  $(0, 0)$  in quanto non può trovarsi in altri punti, solo questi due punti soddisfano l'equazione delle correnti. Avremmo così in uscita tensione nulla!

Per evitare che il circuito si porti nel punto di lavoro  $(0, 0)$  e che resti sempre in Q, si aggiunge al bootstrap reference un circuito aggiuntivo detto circuito di startup, che permette la correzione automatica di eventuali derive del punto di lavoro. Il bootstrap reference, comprensivo del circuito di startup, è qui sotto riportato, ed è il circuito su cui è stata effettuata l'esperienza:



Come si può notare il circuito di startup è costituito dall'NMOS M6 e da un semplice riferimento di tensione R2 – M5 che genera la tensione di gate per polarizzare M6.

Il circuito di startup funziona nella seguente maniera:

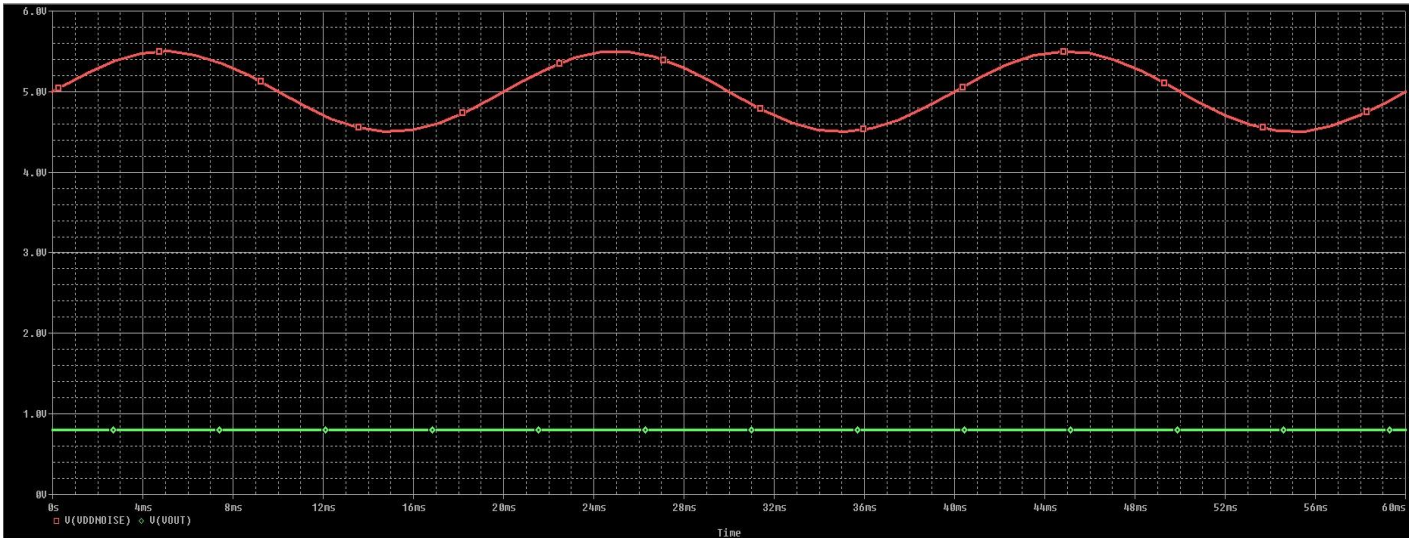
- Quando il punto di lavoro del bootstrap è in  $V_Q$ ,  $I_Q$  la tensione sul drain di M1 è tale che  $V_{GS6} < V_{TN}$ , cioè il source di M6 è portato ad un potenziale tale che M6 è spento; il circuito di startup è come se non ci fosse in questa fase.
- Appena la corrente di drain di M1 decresce, portando il punto di lavoro verso il punto di intersezione indesiderato (0, 0), la tensione di drain di M1 decresce (perché  $V_{DS1} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}}$ ), dunque anche la tensione di source di M6 decresce e  $V_{GS6}$  aumenta, portando all'innesco di M6 che si accende ed inietta corrente verso il drain di M1, aumentando così  $I_{D1}$  e compensandone la diminuzione che aveva portato all'accensione di M6. Il punto di lavoro è così riportato in  $V_Q$ ,  $I_Q$ .

Il circuito di startup è dunque essenziale al funzionamento del bootstrap, senza di esso la tensione di uscita per qualunque motivo potrebbe diventare nulla da un momento all'altro (o esserlo già dall'accensione).

## 2.1 Simulazione con PSPICE del bootstrap reference e calcolo sensitivity

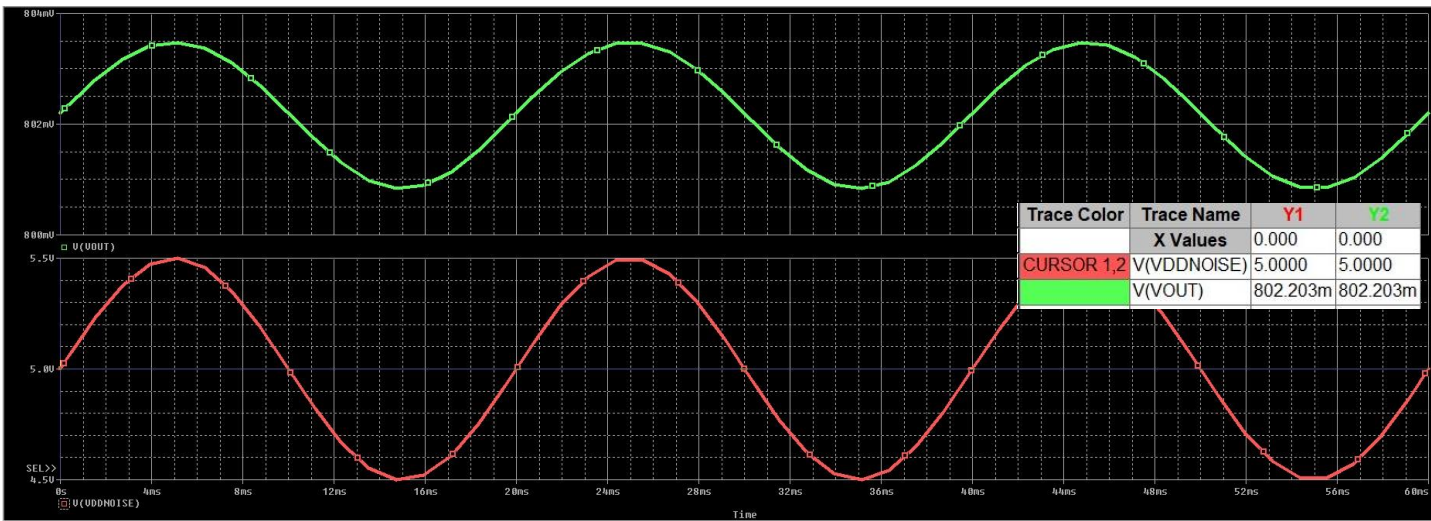
Utilizziamo il circuito alla pagina precedente realizzato in PSPICE per calcolare la sensitivity del bootstrap. Come tensione di alimentazione utilizziamo un segnale DC a 5V, a cui è sovrapposto un segnale sinusoidale avente frequenza 50Hz e ampiezza di picco 0.5V (dunque pari al 10% del segnale DC). Il segnale sinusoidale modella le variazioni di tensioni che l'alimentazione DC può subire; il nostro generatore DC equivalente avrà perciò un'escursione da 4.5V a 5.5V.

Alimentiamo il nostro bootstrap dunque con tale tensione di alimentazione “rumorosa”, utilizzando un net alias, e facciamo un’analisi di tipo transient fatta eseguire per almeno tre periodi (dunque 60ms) analizzando l’andamento sia della tensione di uscita che quella di alimentazione. Il risultato ottenuto è il seguente:



Curva rossa: tensione di alimentazione. Curva verde: tensione di riferimento generata dal bootstrap

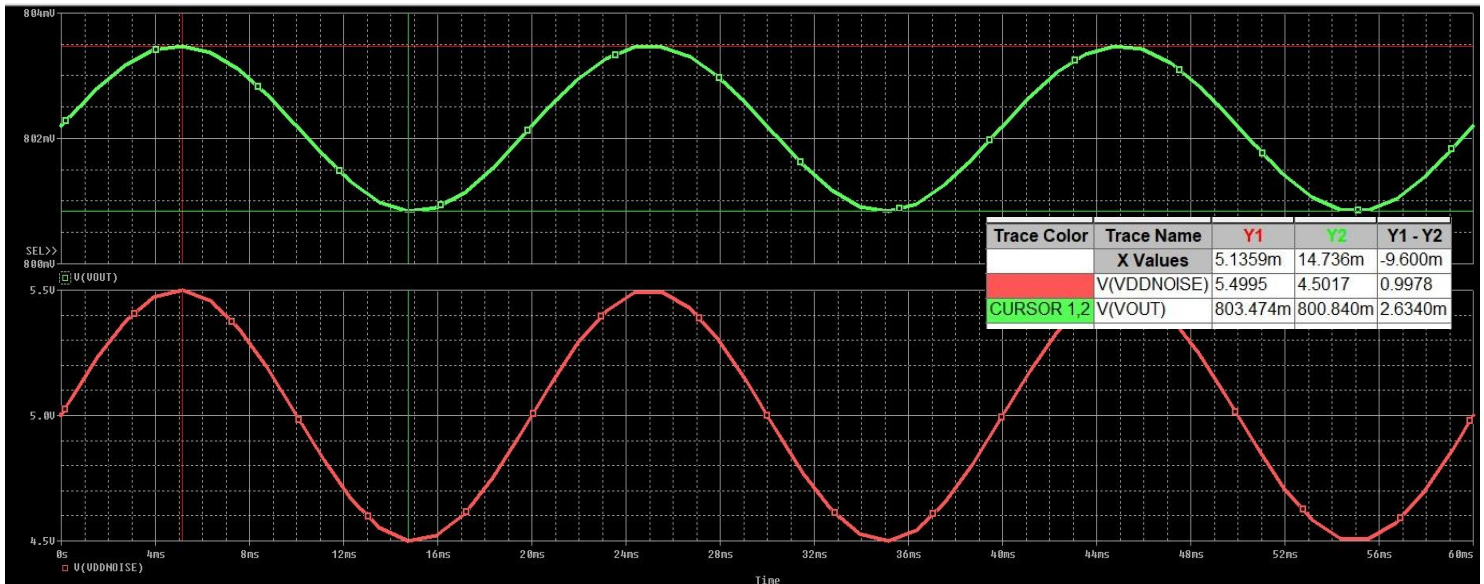
Come si può vedere la tensione di alimentazione varia tra i 4.5V e i 5.5V, mentre la tensione di riferimento generata tramite il bootstrap reference sembra costante intorno agli 800mV. Tuttavia se andiamo a porre la tensione di uscita su un grafico a parte, vedremo che anch’essa oscilla, seguendo l’andamento della tensione di alimentazione:



Curva rossa: tensione di alimentazione. Curva verde: tensione di riferimento generata dal bootstrap

Come si può leggere dalla misurazione fatta ponendo i cursori al tempo iniziale T=0 (in cui il “rumore” aggiunto alla componente DC dell’alimentazione è nullo), la tensione di alimentazione nominale è pari a  $V_{DD} = 5V$  come ci aspettavamo, mentre quella di uscita nominale è pari  $V_{REF} = 802,203mV$ .

Per calcolare la sensitivity ci serve anche la variazione della tensione di alimentazione, e quella della tensione di riferimento, intese come tensione picco-picco in quanto il “rumore” aggiunto alla tensione DC nominale è sinusoidale; effettuiamo la misura sempre col metodo dei puntatori utilizzando la funzione “peek through” per posizionare i cursori effettivamente sui picchi:



$$\Delta V_{DD} = 0,9978 \text{ V}$$

$$\Delta V_{REF} = 2,634 \text{ mV}$$

Possiamo dunque calcolare la sensitivity come:

$$S_{V_{dd}}^{V_{ref}} = \frac{\Delta V_{ref}/V_{ref}}{\Delta V_{dd}/V_{dd}} = \frac{V_{dd}}{V_{ref}} \frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{dd}} = \frac{5V}{802,203mV} * \frac{2,634mV}{0,9978V} = 0,0164$$

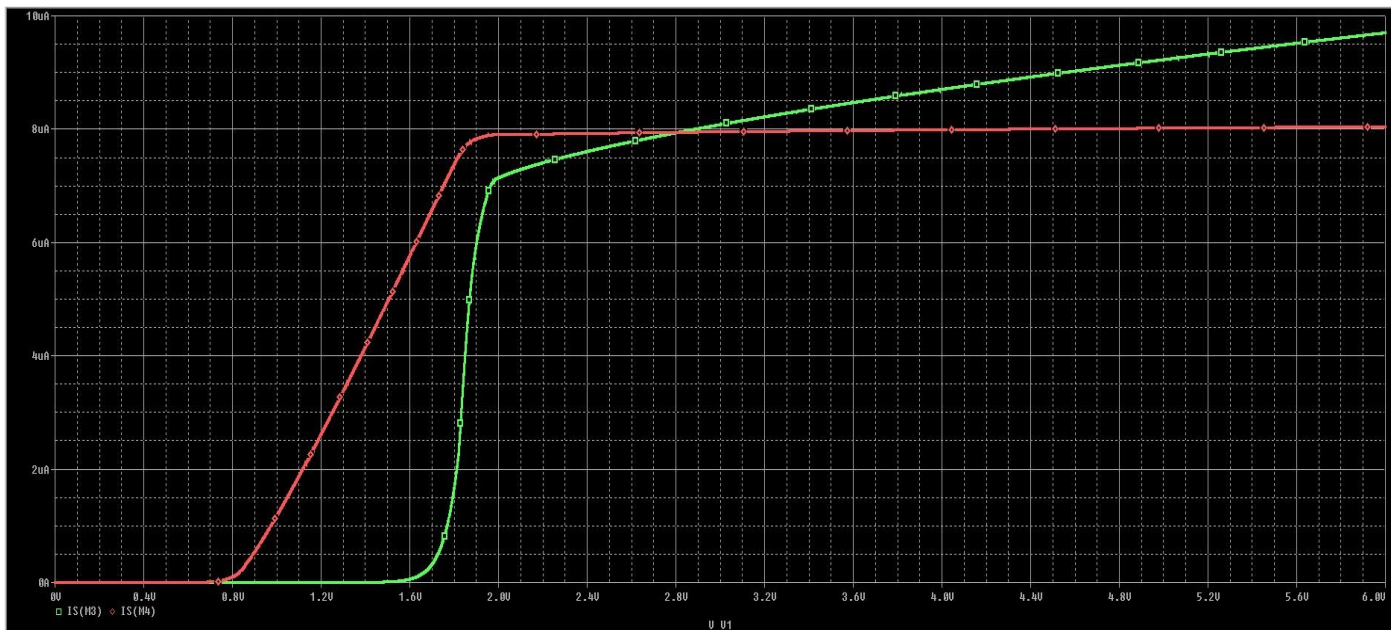
La sensitivity è sicuramente buona, è minore di 1, ma non è nulla come ci aspettavamo dalla teoria. In percentuale, abbiamo  $S_{V_{dd}}^{V_{ref}} = 1,64\%$ .

Ciò tuttavia vuol dire che per una variazione della tensione di alimentazione del 10% (imposta su Vdd mediante il generatore sinusoidale di 0.5V di picco) sull’uscita avremo una variazione dell’1,64%.

Vogliamo capire se possiamo migliorare questo dato, abbattendo ulteriormente la sensibilità della tensione di riferimento generata rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione.

In particolare, se facciamo un’analisi di tipo DC sweep del solo generatore DC V1 (escludendo per un momento il generatore AC che genera il “rumore”) ed analizziamo le correnti di source sui MOS M3 ed M4 che costituiscono lo specchio semplice, otteniamo il seguente andamento:

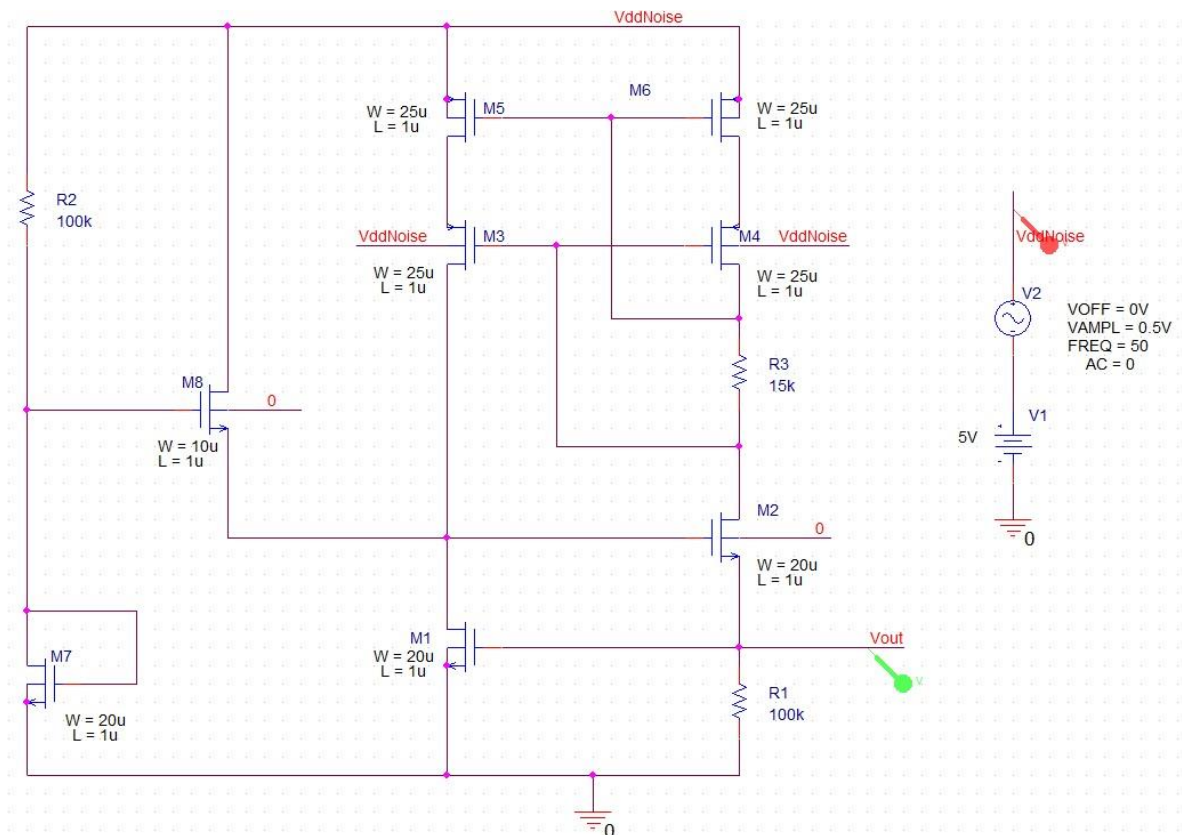




Analisi mismatch correnti nello specchio semplice M3-M4. Curva rossa: corrente in M4. Curva verde: corrente in M3

Come si può notare mentre la corrente nel MOS di riferimento dello specchio (M4) si mantiene pressoché costante, quella del MOS sul ramo di uscita (M3) non lo è a causa della bassa resistenza di uscita dello specchio semplice. Se abbiamo una grossa escursione della tensione di alimentazione, anche la corrente  $I_{D1}$  varierà parecchio, scostandosi dalla  $I_{D2}$  e tutta l'analisi effettuata non sarà più vera, viene a mancare il principio di funzionamento del bootstrap reference per il quale dev'essere  $I_{D1} = I_{D2}$ . La soluzione è quella di utilizzare al posto di uno specchio semplice uno specchio avente una resistenza di uscita più elevata; potremmo utilizzare il cascode per esempio, però poi avremmo il problema della sua compliance limitata; un'alternativa può esser quella di utilizzare il self-biased cascode, che ci fornisce una compliance adeguata ed una resistenza di uscita altrettanto alta.

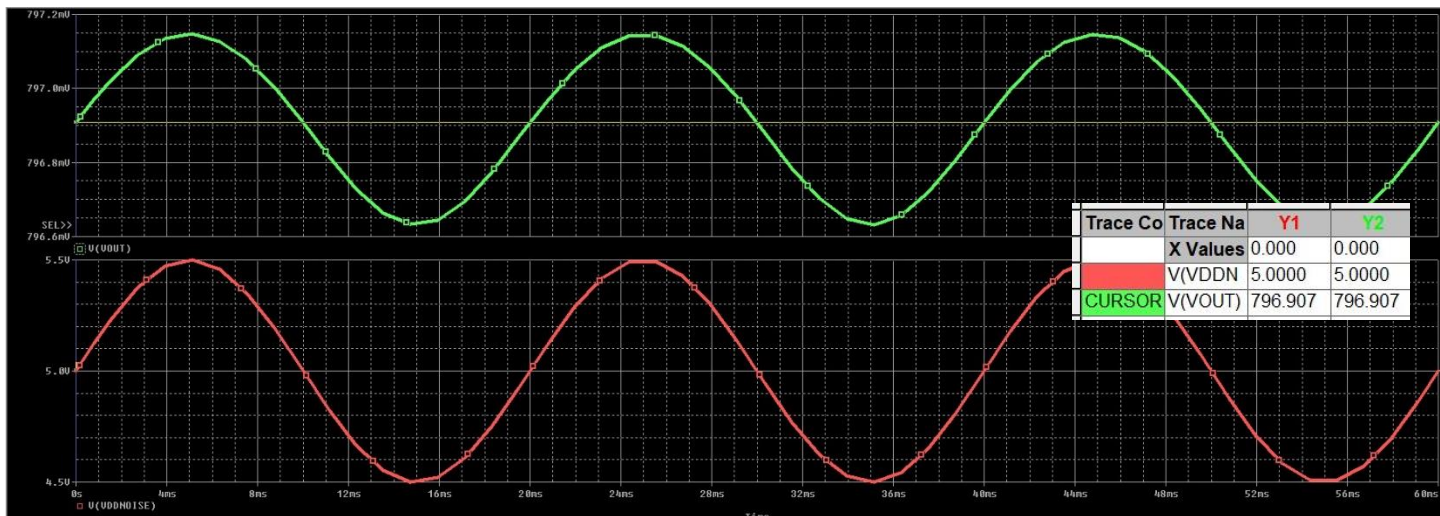
## 2.2 Bootstrap reference con specchio self-biased cascode





Il circuito è sempre un bootstrap reference, tuttavia allo specchio semplice M3-M4 è stato sostituito un self-biased cascode costituito dai MOS M3-M4-M5-M6, e dalla resistenza R3.

Eseguiamo la simulazione, con lo stesso setup dell'analisi precedente (transient, run-time 60ms) e posizioniamo già le due tensioni (quella di alimentazione + rumore e quella di riferimento generata in uscita) su due grafici separati, effettuando le misure per la tensioni nominali V<sub>dd</sub>, V<sub>ref</sub> e per le loro variazioni:



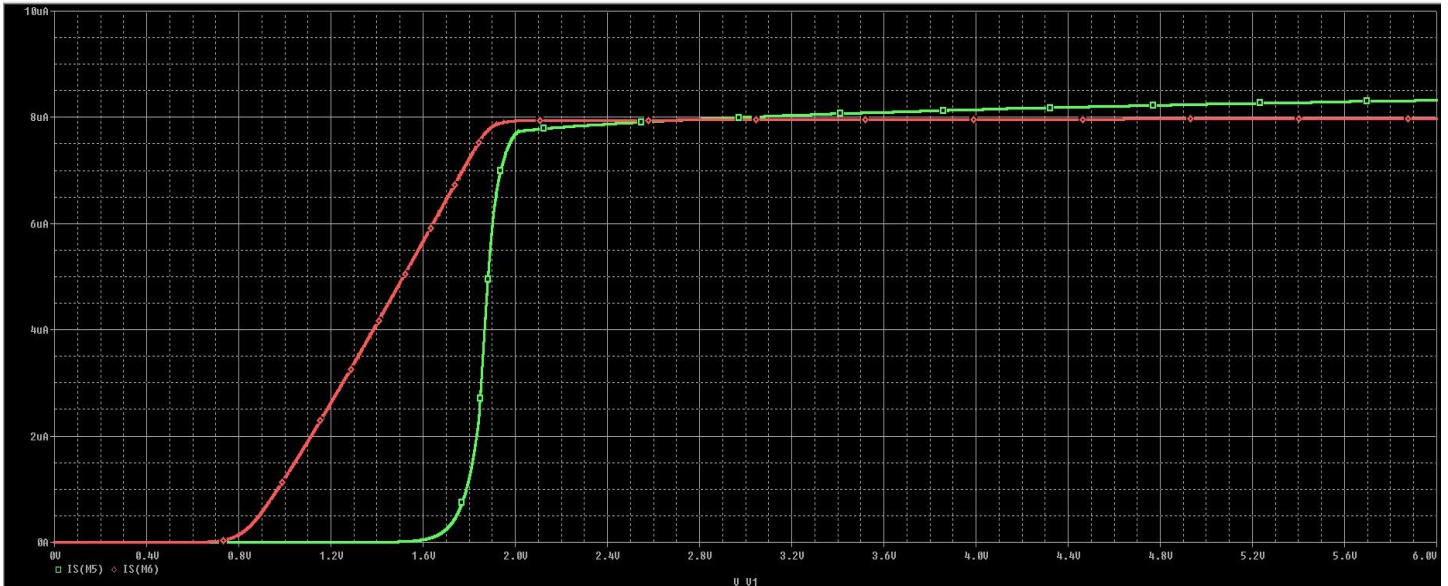
$$V_{DD} = 5V \quad V_{REF} = 796,907mV$$

$$\Delta V_{DD} = 0,9976V \quad \Delta V_{REF} = 513,554\mu V$$

$$S_{V_{dd}}^{V_{ref}} = \frac{\Delta V_{ref}/V_{ref}}{\Delta V_{dd}/V_{dd}} = \frac{V_{dd}}{V_{ref}} \frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{dd}} = \frac{5V}{796,907 * 10^{-3}V} * \frac{513,554 * 10^{-6}V}{0,9976V} = 0,0032$$

Abbiamo ridotto la sensitivity di un ordine di grandezza, semplicemente sostituendo lo specchio semplice con un self-biased cascode!

Andando ad effettuare il DC sweep della tensione di alimentazione e a misurare e confrontare le correnti di source dei MOS M5, M6 vediamo che in effetti esse vengono copiate meglio, rispetto al circuito in cui avevamo lo specchio semplice:



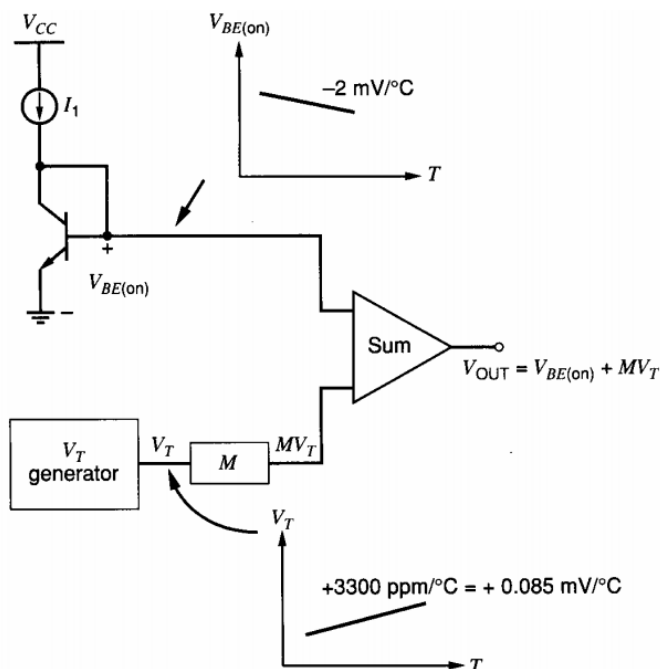
Analisi mismatch correnti nello specchio self biased cascode. Curva rossa: corrente ramo di riferimento. Curva verde: corrente ramo di uscita.

Come si può ben vedere adesso la corrente di uscita (curva verde) segue più fedelmente quella del ramo di riferimento (curva rossa) al variare della tensione di alimentazione, e questo è alla base di una sensitivity migliore nel bootstrap reference che impiega un self-biased cascode anziché uno specchio semplice.

### 3 Bandgap voltage reference

Un problema comune dei riferimenti di tensione, oltre alla sensibilità rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione, è la sensibilità rispetto alle variazioni di temperatura. Nel normale riferimento di tensione a BJT (in cui il BJT è connesso a diodo) si ha a temperatura ambiente (300 Kelvin, cioè 25°C) una variazione di -2,2mV/°C. Dunque per esempio in un'escursione termica da 25°C a 35°C avremmo una riduzione della tensione di uscita di ben 22mV!

Per compensare queste variazioni negative della tensione di riferimento all'aumentare della temperatura, è stato introdotto il riferimento a bandgap, che ha la seguente struttura in linea di massima:



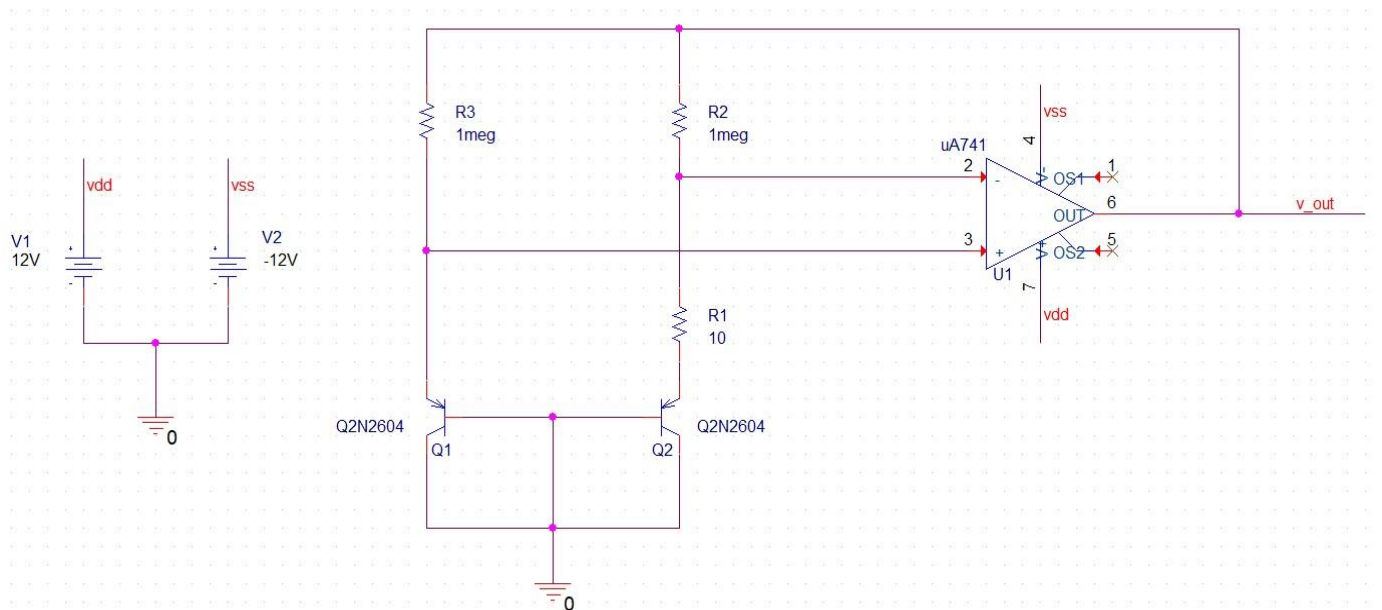
Abbiamo un semplice riferimento di tensione a BJT, realizzato con un BJT connesso a diodo, che ha un andamento della tensione di uscita ( $V_{BE}$ ) di -2.2mV/°C. L'andamento di tale tensione generata dal BJT si dice essere di tipo CTAT (Complementary To Absolute Temperature). Se riusciamo a generare una tensione avente andamento opposto, che cresce con la temperatura (PTAT, Proportional To Absolute Temperature) allora possiamo compensare tale diminuzione della tensione generata dal BJT connesso a diodo con una certa quantità  $M$  della tensione PTAT. Andando a sommare le due tensioni così generate, se si fissa adeguatamente il fattore moltiplicativo  $M$ , si ha una buona compensazione della variazione della tensione così generata rispetto alle variazioni di temperatura.

Mentre la tensione CTAT è generata utilizzando un BJT connesso a diodo, come tensione PTAT può esser presa la tensione termica  $V_T$  di una giunzione pn, in quanto sappiamo che:

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

con  $k$  costante di Boltzmann,  $q$  carica dell'elettrone e  $T$  temperatura. Come si nota,  $V_T$  ha andamento proporzionale alla temperatura, con pendenza positiva, dunque la quantità  $M \cdot V_T$  con  $M$  positivo può compensare adeguatamente la tensione CTAT generata dal riferimento a diodo.

Vi sono varie implementazioni pratiche del riferimento a bandgap (che possono differire dal circuito con cui viene generata la tensione termica  $V_T$  per esempio); una delle più diffuse è la seguente, sulla quale abbiamo effettuato la simulazione:



Solitamente tale circuito si realizza nella sua versione integrata andando a dimensionare opportunamente  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e le aree di emettitore dei due BJT  $Q_1$ ,  $Q_2$ . Si dimostra in tal caso che la tensione di riferimento generata in uscita è data da:

$$V_{REF} = V_{EB} + \frac{R_2}{R_1} \ln \left( \frac{R_2 A_{E2}}{R_3 A_{E1}} \right) V_T$$

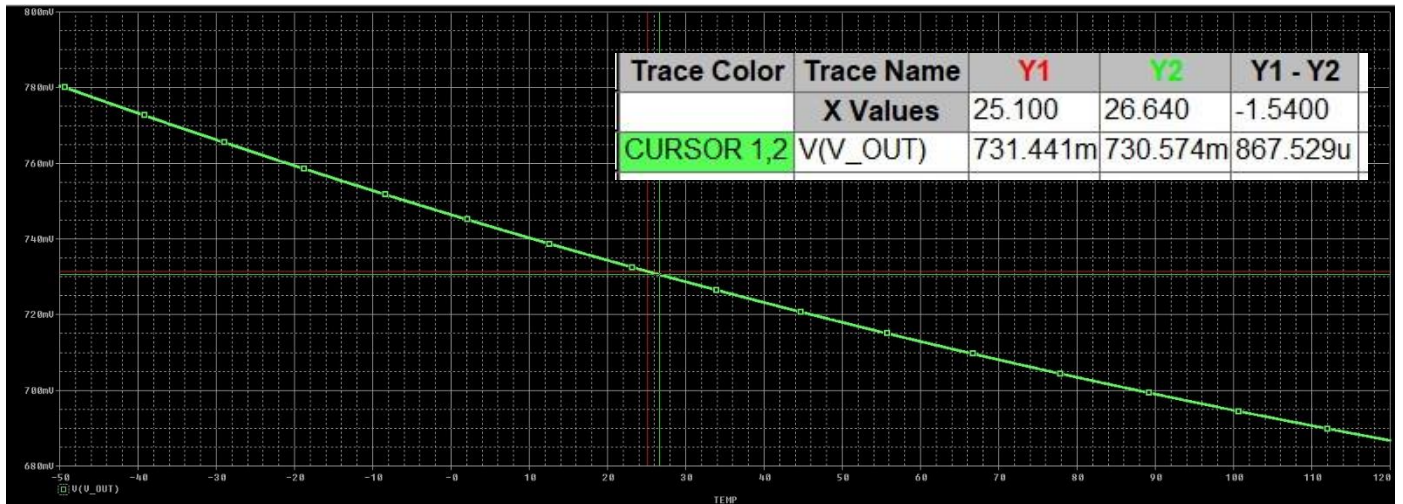
dunque il coefficiente moltiplicativo con cui andiamo a prendere la tensione termica è:

$$M = \frac{R_2}{R_1} \ln \left( \frac{R_2 A_{E2}}{R_3 A_{E1}} \right)$$

Potendo agire solo sui valori delle resistenze e non sulle aree di emettitore, in quanto stiamo usando BJT discreti, andiamo a massimizzare  $M$  ponendo  $R_2 \gg R_1$  ed  $R_2 = R_3$  (teoricamente verrebbe  $M=0$  perché l'argomento del logaritmo diventa 1, ma in realtà essendo  $R_2/R_1$  molto elevata verrà comunque un valore finito).

Effettuiamo ora una simulazione DC sweep andando a far variare la temperatura, per vedere effettivamente quanto abbiamo recuperato: se il circuito funziona, la variazione della tensione generata rispetto alla temperatura dev'essere minore di  $-2,2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

Riporto alla pagina successiva la misura effettuata.



$$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta T} = \frac{867,53 \mu V}{-1,54^{\circ} C} = -563,33 \mu V/^{\circ} C \approx -0,563 mV/^{\circ} C$$

che è effettivamente minore dei  $-2,2 mV/^{\circ} C$  che avevamo con il semplice riferimento di tensione a BJT, abbiamo ridotto di circa un quarto la dipendenza dalla temperatura!